

UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re U.S. Patent Application of)
)
KONDO et al.)
)
Application Number: 10/688,976)
)
Filed: October 21, 2003)
)
For: RADIO FREQUENCY POWER AMPLIFIER AND)
COMMUNICATION SYSTEM)
)
ATTORNEY DOCKET NO. HITA.0447)

**Honorable Assistant Commissioner
for Patents
Washington, D.C. 20231**

LETTER

Sir:

The below-identified communications are submitted in the above-captioned application or proceeding:

<input checked="" type="checkbox"/> (X)	Priority Documents ONE (1)	
<input checked="" type="checkbox"/> (X)	Request for Priority	<input type="checkbox"/> () Assignment Document
<input type="checkbox"/> ()	Response to Missing Parts	<input type="checkbox"/> () Petition under 37 C.F.R. § 1.47(a)
	w/ signed Declaration	<input type="checkbox"/> () Check for

☒ [X] The Commissioner is hereby authorized to charge payment of any fees associated with this communication, including fees under 37 C.F.R. § 1.16 and 1.17 or credit any overpayment to **Deposit Account Number 08-1480**. A duplicate copy of this sheet is attached.

Respectfully submitted,

Stanley P. Fisher
Registration Number 24,344



Juan Carlos A. Marquez
Registration Number 34,072

REED SMITH LLP
3110 Fairview Park Drive
Suite 1400
Falls Church, Virginia 22042
(703) 641-4200
February 10, 2004



THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re U.S. Patent Application of)
)
KONDO et al.)
)
Application Number: 10/688,976)
)
Filed: October 21, 2003)
)
For: RADIO FREQUENCY POWER AMPLIFIER AND)
COMMUNICATION SYSTEM)
)
ATTORNEY DOCKET NO. HITA.0447)

Honorable Assistant Commissioner
for Patents
Washington, D.C. 20231

**REQUEST FOR PRIORITY
UNDER 35 U.S.C. § 119
AND THE INTERNATIONAL CONVENTION**

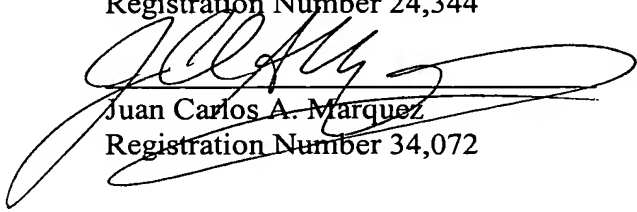
Sir:

In the matter of the above-captioned application for a United States patent, notice is hereby given that the Applicant claims the priority date of December 12, 2002, the filing date of the corresponding Japanese patent application 2002-360810.

A certified copy of Japanese patent application 2002-360810 is being submitted herewith. Acknowledgment of receipt of the certified copy is respectfully requested in due course.

Respectfully submitted,

Stanley P. Fisher
Registration Number 24,344



Juan Carlos A. Marquez
Registration Number 34,072

REED SMITH LLP
3110 Fairview Park Drive
Suite 1400
Falls Church, Virginia 22042
(703) 641-4200
February 10, 2004

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

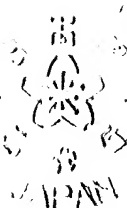
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2002年12月12日

出願番号
Application Number: 特願2002-360810
[ST. 10/C]: [JP 2002-360810]

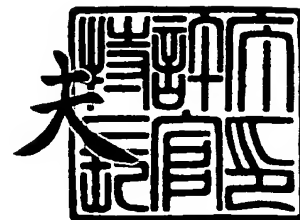
出願人
Applicant(s): 株式会社ルネサステクノロジ



2003年10月31日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2003-3090583

【書類名】 特許願

【整理番号】 NT02P0679

【提出日】 平成14年12月12日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H03F 3/19

【発明者】

【住所又は居所】 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地 株式会社日立製作所 中央研究所内

【氏名】 近藤 将夫

【発明者】

【住所又は居所】 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地 株式会社日立製作所 中央研究所内

【氏名】 増田 徹

【発明者】

【住所又は居所】 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地 株式会社日立製作所 中央研究所内

【氏名】 鷺尾 勝由

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社日立製作所

【代理人】

【識別番号】 100068504

【弁理士】

【氏名又は名称】 小川 勝男

【電話番号】 03-3661-0071

【選任した代理人】

【識別番号】 100086656

【弁理士】

【氏名又は名称】 田中 恭助

【電話番号】 03-3661-0071

【選任した代理人】

【識別番号】 100094352

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐々木 孝

【電話番号】 03-3661-0071

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 081423

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波電力増幅器およびそれを用いた通信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ベースが入力端子とベースバイアス用電源回路に接続され、コレクタが出力端子に接続されるエミッタ接地の増幅用のバイポーラトランジスタからなり、前記ベースと前記ベースバイアス用電源回路の間に抵抗とコイルとが並列に挿入されていることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 2】

ベースが入力端子とベースバイアス用電源回路に接続され、コレクタが出力端子に接続されるエミッタ接地の増幅用のバイポーラトランジスタからなり、前記ベースと前記ベースバイアス用電源回路の間にバイアス抵抗が挿入され、前記バイアス抵抗のベース側のノードでの平均電位を検出し、検出した値に応じて前記ベースバイアス用電源回路の出力電圧を変化させる機能を有することを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の高周波電力増幅器において、

前記ベースバイアス用電源回路が、第 1 のバイポーラトランジスタと第 1 および第 2 の抵抗と第 1 の容量からなり、

前記第 1 のバイポーラトランジスタは、エミッタが接地され、ベースが前記第 1 の容量を介して接地され、コレクタが前記第 1 の抵抗を介して定電圧源と接続され、ベースとコレクタとが前記第 2 の抵抗を介して接続されることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の高周波電力増幅器において、

前記第 1 のバイポーラトランジスタのベースが、前記第 1 の容量と低域通過フィルタを構成する抵抗を介して前記増幅用バイポーラトランジスタのベースと接続され、前記コレクタが前記バイアス抵抗を介して前記増幅用バイポーラトランジスタのベースと接続されることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の高周波電力増幅器において、

前記低域通過フィルタを構成する抵抗と、第 1 の容量とを除くと共に、前記第 1 のバイポーラトランジスタのベースと前記増幅用バイポーラトランジスタのベースとをコイルを介して接続することを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 6】

ベースが入力端子に接続されると共にバイアス抵抗を介してベースバイアス用電源回路に接続され、コレクタが出力端子に接続されるエミッタ接地の増幅用バイポーラトランジスタと、

ベースが高周波用入力端子に接続されると共に前記バイアス抵抗と同等の抵抗を介して前記ベースバイアス用電源回路に接続され、コレクタが前記ベースバイアス用電源回路に接続される平均出力電流検出用バイポーラトランジスタとを有し、

前記検出用バイポーラトランジスタにより平均出力電流を検出し、検出値に応じて前記ベースバイアス用電源回路の出力電圧を変化させる機能を有することを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の高周波電力増幅器において、

前記ベースバイアス用電源回路は第 1 のバイポーラトランジスタと第 1 および第 2 の抵抗と第 1 の容量からなり、

前記第 1 のバイポーラトランジスタは、エミッタが接地され、ベースが前記第 1 の容量を介して接地され、コレクタが前記第 1 の抵抗を介して定電圧源と接続され、ベースとコレクタとが前記第 2 の抵抗を介して接続されることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 8】

請求項 7 に記載の高周波電力増幅器において、

前記第 1 のバイポーラトランジスタのコレクタは、さらにバイアス抵抗を介して前記増幅用バイポーラトランジスタのベースに接続され、

前記検出用バイポーラトランジスタは、コレクタが前記第 1 のバイポーラトラ

ンジスタのベースに接続され、ベースが前記バイアス抵抗と同等の抵抗を介して前記第1のバイポーラトランジスタのコレクタに接続されると共に前記高周波入力端子に接続されることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項9】

請求項6に記載の高周波電力増幅器において、

前記ベースバイアス用電源回路が、第1のバイポーラトランジスタと第1および第2の抵抗と第1の容量からなり、

前記第1のバイポーラトランジスタは、コレクタが定電圧源と接続され、エミッタが前記第1の抵抗を介して接地され、ベースが前記第2の抵抗を介して定電圧源と接続されると共に前記第1の容量を介して接地されることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項10】

増幅用のトランジスタとしてベースがSiGe混晶、エミッタとコレクタがSiからなるSiGeヘテロ接合バイポーラトランジスタを用い、前記増幅用トランジスタは、エミッタが接地され、ベースに入力端子とベースバイアス用電源回路が接続され、コレクタに出力端子が接続された構成を有し、前記ベースと前記ベースバイアス用電源回路の間にバイアス抵抗が挿入され、ベース電流もしくはコレクタ電流の平均値を検出しそれに応じてベースバイアス用電源回路の出力電圧を変化させる機能を有することを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項11】

デジタル信号処理部と、ベースバンド部と、中間周波(IF)部と、シンセサイザと、ダウンコンバート用ミキサと、アップコンバート用ミキサと、ドライバと、電力増幅器と、低雑音増幅器と、デュプレクサと、アンテナとを備える通信装置において、前記電力増幅器に請求項1～10のいずれかに記載した高周波電力増幅器を用いたことを特徴とする通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、高周波電力増幅器およびそれを用いた携帯電話等の無線通信端末装

置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、この種の高周波電力増幅器として図2に示す構成が知られている（特許文献1参照）。高周波増幅用トランジスタとして、複数のGaAsヘテロ接合バイポーラトランジスタ（GaAs Hetero-junction Bipolar Transistor）（Q1, ……, QN）を用いている。以下では、「ヘテロ接合バイポーラトランジスタ」をHBT又は単にトランジスタと呼ぶ。

【0003】

図2に示すように、各トランジスタ（Q1, ……, QN）のエミッタが接地され、ベースに高周波の入力端子が容量（C1, ……, CN）を介して接続され、コレクタに高周波の出力端子が接続されている。また、各トランジスタのベースは、抵抗（R1, ……, RN）を介してベースバイアス回路に接続されている。ベースバイアス回路はHBT（QB1）と抵抗RB1とからなり、トランジスタQB1のエミッタが接地され、ベースとコレクタが接続され、それらが抵抗RB1を介して定電圧源Vccに接続されている。

【0004】

この従来例（特許文献1）では、入力端子RFinに入った高周波信号は、容量C1, ……, CNを通してHBT（Q1, ……, QN）の各ベースに入り、各HBTにより増幅されて各HBTのコレクタから出力端子RFoutに出ていく。バイアス回路は一定電圧を供給し、抵抗R1, ……, RNはバラスト抵抗としてはたらく。すなわち、ある特定のHBTに電流が偏って流れはじめた場合、そのHBTに接続されたバラスト抵抗に多く電流が流れて電圧降下が起こり、そのHBTのベース電位が低下し電流の偏りが解消される方向となる。

【0005】

【特許文献1】

米国特許第5629648号

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

前述した従来例の高周波用電力増幅器において、増幅用トランジスタとしてGaAs HBTの代わりに、ベースがSiGe混晶からなり、エミッタとコレクタがSiからなるSiGe HBTを用いた場合、GaAs HBTとSiGe HBTの特性の相違から、以下に示す長所と問題点が生じる。

【0007】

SiGe HBTは、GaAs HBTと比較してその単位エミッタ面積当りのエミッタ抵抗が $1/40 \sim 1/20$ となっている。そのため、SiGe HBTには、電力増幅動作においてエミッタ抵抗での損失が小さく効率をより高くできる長所がある。しかし、増幅による信号の歪みが大きくなる副作用もある。なぜならば、エミッタ抵抗が小さいとトランジスタの電圧－電流特性の指数関数的関係が顕著になり、入出力の関係がより非線型になりやすいからである。

【0008】

特に、以下に述べる出力信号振幅の低周波変動波形の非線型性が、信号歪みの増大と強く関係している。通常、高周波用電力増幅器は近接した周波数の複数信号の和を増幅する。その和信号の振幅には、それらの近接した周波数の差の周波数（差周波）での変動が発生する。差周波は元の高周波と比べてずっと低い周波数であり、この低周波での信号振幅変動の波形をエンベロープ波形と呼ぶ。図3（a）にこの出力電流 I_{out} のエンベロープ波形 I_{env} の一例を模式的に示した。また、本図には、増幅用トランジスタの平均出力電流 I_{ave} およびベース電位 V_b の時間的変動も合わせて示した。

【0009】

この例では、周波数が約2GHzで周波数の差が5MHzの2波の和信号を電力増幅器により増幅した場合の出力電流波形を示した。なお、エンベロープ波形内の点線ストライプ領域は、周波数約2GHzの領域を示している。出力電流波形の振幅（エンベロープ波形 I_{env} ）は5MHzの差周波 Δf で変動している。通常、電力増幅器はAB級で動作させるため、エンベロープ波形 I_{env} の下部はゼロでカットオフされる。その結果、エンベロープ波形の最大と最小には大きな差が生じる。

【0010】

その場合、トランジスタの電圧－電流特性に指数関数的傾向のような非線型性があると、このエンベロープ波形に歪みを生じる。エンベロープ波形に歪みがあると、本来の高周波信号波形にも歪みが生じ、近接した2波の間で干渉が起こってしまう。電圧－電流特性の非線型性は、先述のようにエミッタ抵抗が小さいほどより増大する方向となる。

【0011】

本発明の目的は、増幅用トランジスタとしてSiGe HBTを用いて上記長所を生かしつつ、歪みが大きくなる副作用を低減した高周波電力増幅器およびそれを用いた通信装置を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】

SiGe HBTを用いた電力増幅器における上記課題を解決するために、本発明の高周波電力増幅器では、基本的に以下に述べる2つの手段の組み合わせを用いる。

【0013】

第1の手段として、図2に示した従来例の回路図のバラスト抵抗と同じ位置もしくはバラスト抵抗とベースバイアス用電源回路（以下、ベースバイアス回路と略す）との間に、GaAs HBTの場合のバラスト抵抗と比較して3～5倍の値の抵抗を配置する。以下では、この抵抗をバラスト抵抗と区別してバイアス抵抗と称する。

第2の手段として、上記バイアス抵抗での電圧降下による増幅用トランジスタ（SiGe HBT）のベース電位の低下を補償する機能をベースバイアス回路に設ける。

【0014】

上記2つの手段の作用を以下に説明する。まず、第1の手段の、バイアス抵抗の挿入による作用について説明する。図3（b）にバイアス抵抗を挿入した場合の出力電流 I_{out} として、エンベロープ波形 I_{env} と増幅用トランジスタの平均出力電流 I_{ave} を示し、さらにベース電位 V_b の時間的変動も示した。ベースバイアス回路は高周波信号に対して高インピーダンスとなっており、バイアス抵抗に

は高周波信号はほとんど流れない。

従って、バイアス抵抗により高周波信号に損失が生じることはなく、GaAs HBTを増幅用トランジスタに用いた場合と比較して効率が高いという利点が損なわれることはない。

【0015】

一方、電力増幅器の動作がAB級の場合、図3(b)に示すように、増幅用バイポーラトランジスタの平均出力電流 I_{ave} 、すなわちコレクタ電流の平均はエンベロープ波形 I_{env} の変動と同じく低周波で変動する。そのため、バイアス回路からバイアス抵抗を経て増幅用バイポーラトランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースに流れ込む電流も低周波で変動する。さらに、バイアス抵抗にこのベース電流が流れることにより生じる電圧降下 ΔV_b によって、増幅用トランジスタのベース電位も低周波で変動する。このベース電位の変動により負帰還が生じ、増幅用トランジスタの低周波での入出力の関係が指数関数的関係からより線型に近くなる。その結果、エンベロープ波形の歪みを抑制することができる。

【0016】

ところが、バイアス抵抗の挿入により次の副作用が生じる。すなわち、電力増幅器が高出力となった場合、出力電流の平均値が大きくなるため、バイアス抵抗を流れるベース電流の平均値も大きくなる。そのため、バイアス抵抗での電圧降下により増幅用バイポーラトランジスタ (SiGe HBT) のベース電位の平均が低下し (図3(b) 参照)、利得が低下する。その結果、高出力において非線型性が増加し、一定以上の線型性を維持できる最大の出力、すなわち最大線形出力が低下する副作用が生じてしまう。

【0017】

この副作用を改善するために、前述した第2の手段が必要となる。すなわち、バイアス抵抗による電圧降下を補償し、図3(c)のように、ベース電位の平均値をバイアス抵抗がない場合とほぼ同じにする機能をバイアス回路に設ける。この機能の具体的構成は後述する。この機能により、最大線型出力の低下を抑制することができる。

以上の第1と第2の手段を同時に適用することにより、SiGe HBTを用

いた電力増幅器において、目的とする高効率と低歪みの両立を達成できる。

【0018】

上記第2の手段の具体的構成を以下に列挙する。それには大きく分けて3つの構成がある。

【0019】

まず、第1の構成として、バイアス抵抗と並列にコイルを配置すればよい。コイルのインダクタンス L は、ベースバイアス回路から増幅用トランジスタのベースに至るベース電流のうち、上記エンベロープ波形の低周波変動に起因した低周波成分 f_L を十分遮断できる大きさにする。それにより、ベース電流の低周波成分 f_L はバイアス抵抗を流れ、直流成分 I_{DC} はコイルを流れる。その結果、バイアス抵抗での直流成分による電圧降下がなくなり、上記の高出力での利得低下に起因した歪み増大が低減され、最大線型出力が向上する。一方、低周波成分 f_L は従来と同様にバイアス抵抗を流れるため、その負帰還によるエンベロープ波形歪みの抑制効果は依然保持される。

【0020】

また、第2の構成として、図18に示した基本概念のように、バイアス抵抗の電圧降下により生じる増幅用トランジスタのベース平均電位の低下量を検出し、この低下を補償するようベースバイアス回路の出力電圧を自動的に上昇させる機能を実現する構成を設ければよい。この具体的構成例については、図5～図10を用いて後述する実施形態3～8で説明する。

【0021】

或いは、第3の構成として、増幅用トランジスタの平均出力電流を検出し、その値によってバイアス回路の出力電圧を検出値に比例した適当な値だけ自動的に上昇させる機能を設ければよい。バイアス抵抗での電圧降下によるベース電位の平均低下量は、増幅用トランジスタの平均出力電流に比例するからである。

この基本概念の構成を図19に示す。平均出力電流に比例する量の検出は、以下のように行う。エミッタが接地され、ベースが高周波用入力端子 RF_{in} に容量 CS を介して接続されると共に、さらにベースが抵抗 RS を介してベースバイアス電圧源 V_{BB} に接続された平均出力電流検出専用のバイポーラトランジスタ

Q S を設ける。このトランジスタ Q S のコレクタに接続された抵抗 R B 2 の電圧降下により、平均出力電流に比例する量を検出する。

なお、前述した第 1 手段と第 2 の手段は、S i G e H B T を増幅用トランジスタとして用いた場合に不可欠であるが、この第 3 の構成を用いる構成は、G a A s H B T をはじめとする化合物 H B T を増幅用トランジスタとして用いた場合の線型最大出力の向上にも効果がある。なぜならば、化合物 H B T からなる増幅用トランジスタの出力が増加し平均出力電流が増加した場合、そのエミッタ抵抗での電圧降下により利得が低下して非線型性が増加し、最大線形出力が低下する問題がある。これに対して第 3 の構成を適用すれば、エミッタ抵抗での電圧降下を補償するようバイアス回路の出力電圧が上昇するので、対策が可能になるからである。

第 3 の構成を実現する具体的構成については、図 1 1 ～図 1 7 を用いて後述する実施形態 9 ～ 1 5 で説明する。

【0022】

上記した本発明の第 1 の手段と、第 2 の手段における第 1 の構成との組み合わせの代表的一例を示せば、次の通りである。即ち、本発明に係る高周波電力増幅器は、ベースが入力端子とベースバイアス用電源回路に接続されコレクタが出力端子に接続されるエミッタ接地の増幅用のバイポーラトランジスタからなり、前記ベースと前記ベースバイアス用電源回路の間に抵抗とコイルとが並列に挿入されていることを特徴とするものである。

【0023】

また、上記した本発明の第 1 の手段と、第 2 の手段における第 2 の構成との組み合わせの代表的一例を示せば、次の通りである。即ち、本発明に係る高周波電力増幅器は、ベースが入力端子とベースバイアス用電源回路に接続され、コレクタが出力端子に接続されるエミッタ接地の増幅用のバイポーラトランジスタからなり、前記抵抗のベース側のノードでの平均電位を検出し、検出した値に応じて前記ベースバイアス用電源回路の出力電圧を変化させる機能を有することを特徴とする。

【0024】

また、上記した本発明の第1の手段と、第2の手段における第3の構成との組み合わせの代表的一例を示せば、次の通りである。即ち、本発明に係る高周波電力増幅器は、ベースが入力端子とベースバイアス用電源回路に接続され、コレクタが出力端子に接続されるエミッタ接地の増幅用のバイポーラトランジスタと、ベースが高周波用入力端子と前記ベースバイアス用電源回路に接続され、コレクタが抵抗に接続される平均出力電流検出用バイポーラトランジスタとを有し、前記抵抗における電圧降下により平均出力電流を検出し、検出した値に応じて前記ベースバイアス用電源回路の出力電圧を変化させる機能を有することを特徴とする。

【0025】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施形態について添付図面を参照しながら詳細に説明する。

【0026】

<実施形態1>

図1は、本発明の第1の実施形態を示すWCDMA (Wide-band Code Division Multiple Access) 方式向けの高周波電力増幅器の主要部分を示した回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

本実施形態は、前述した第1の手段と、第2の手段における第1の構成との組み合わせの一例であり、従来のバラスト抵抗に対して3～5倍の値を有するバイアス抵抗と並列にコイルを配置した例である。

【0027】

図1において、参照符号Q1～QNはN個の同等のSiGe HBT、C1～CNはN個の同等の容量、R11～R1NはN個の同等の抵抗、QB1はSiGe HBT、RB1は抵抗、LBはコイル、VCCは定電圧源、RFinは高周波入力端子、RFoutは高周波出力端子である。なお、ここで同等とは、同等のサイズ、同等の特性、同等の値を有することをいい、以下の実施形態においても同様である。

【0028】

Q1～QNが増幅用トランジスタ、R11～R1Nがバイアス抵抗、QB1とRB1は、それぞれバイアス回路のトランジスタと抵抗としてはたらく。トランジスタQ1～QNのエミッタは接地され、コレクタは高周波出力端子RFoutと接続されている。各トランジスタのベースからの配線は3本に分岐されている。

【0029】

そのうちの1本は、容量C1～CNのうちの1つを介して他のトランジスタ（Q1～QN）の配線と一緒に高周波入力端子RFinに接続されている。他の1本は、抵抗R11～R1Nのうちの1つを介して他のトランジスタ（Q1～QN）のものと一緒に1本にまとめられトランジスタQB1のコレクタと接続されている。残りの1本は、他のトランジスタ（Q1～QN）の配線と一緒に、コイルLBを介してトランジスタQB1のコレクタと接続されている。

【0030】

トランジスタQB1のエミッタは接地され、ベースはコレクタに接続され、コレクタは抵抗RB1を介して定電圧源VCCに接続されている。トランジスタQB1と抵抗RB1からなる回路要素は、定電圧源としてはたらく。ここでは、定電圧源VCCは3.4V、バイアス抵抗R11～R1Nはそれらの並列接続で50Ω、コイルLBのインダクタンスは10μHに設定されている。

【0031】

各増幅用トランジスタのベース電流の経路は、バイアス抵抗が接続された経路と、それと並列のコイルに接続された経路の2本となっている。コイルLBのインダクタンスが低周波成分（約5MHz） f_L を遮断するのに十分大きい値に設定されているので、低周波成分 f_L はバイアス抵抗を流れ、直流成分 I_{DC} はコイルLBを流れる。

【0032】

低周波成分 f_L がバイアス抵抗R11～R1Nを流れることから、その負帰還により電流－電圧特性の指数関数的関係に起因した非線型性が緩和され、エンベロープ波形歪みが抑制される。一方、直流成分 I_{DC} がコイルLBのみを流れることから、バイアス抵抗での直流成分による電圧降下がなくなり、高出力での利得低下に起因した歪み増大が低減され、最大線型出力が向上する。

【0033】

<実施形態2>

図4は、本発明の第2の実施形態を示すWCDMA方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。説明の便宜上、図2において前述した従来例及び第1の実施形態と同一の構成部分には同一の参照符号を付して、その詳細な説明は省略する。

【0034】

すなわち、本実施形態では、トランジスタQ1～QNのそれぞれのベースからの配線は2本に分岐され、そのうちの1本が図2の従来例と同様に、容量C1～CNのうちの1つを介して他のトランジスタの対応する配線と共に1本化され高周波入力端子に接続されているが、他の1本はバラスト抵抗R1～RNのうちの1つを介して他のトランジスタの対応する配線と共に1本化され、さらに並列に接続されたコイルLBとバイアス抵抗RB0を経てトランジスタQB1のコレクタと接続されている点が第1の実施形態と相違する。

【0035】

したがって、本実施形態でも第1の実施形態と同様に、定電圧源VCCは3.4Vに、コイルLBは10 μ Hに設定されているが、バラスト抵抗R11～R1Nはそれらの並列接続で10 Ω に、バイアス抵抗RB0は40 Ω に設定されている点が第1実施形態と相違する。

【0036】

本実施形態によっても上記実施形態1と同様の作用により同様の効果が得られる。本実施形態では、バイアス抵抗が、バラスト抵抗から分離されて1個にまとめられて、増幅用トランジスタのベースでの配線の分岐が2本となっている。そのため、3本に分岐された実施形態1と比較して、回路のレイアウトの設計が簡単になり、また回路の面積を小さくできる長所がある。

【0037】

<実施形態3>

図5は、本発明の第3の実施形態を示すWCDMA方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回

路部分である。

なお、本実施形態から実施形態 8 までは、前述した第 1 の手段と、第 2 の手段における第 2 の構成との組み合わせ、すなわち、従来のバラスト抵抗に対して 3 ～ 5 倍の値を有するバイアス抵抗を設け、このバイアス抵抗の電圧降下により生じる増幅用トランジスタのベース平均電位の低下量を検出し、この低下を補償するようにベースバイアス回路の出力電圧を自動的に上昇させる機能を実現するための具体的構成の一例を示すものである。これらの実施形態では、ベースバイアス回路中に、エミッタが接地され、ベースが容量を介して接地され、ベースとコレクタが第 1 抵抗を介して接続され、かつ、コレクタが第 2 抵抗を介して定電圧源と接続された少なくとも 1 個のバイポーラトランジスタを有する回路要素を含むことが共通な基本構成である。この回路要素を回路 A と称し、このバイポーラトランジスタのコレクタノードを回路 A の第 1 端子、ベースノードを第 2 端子と称する。

また、以下の実施形態において、同一の構成部分には同一の参照符号を付してある。

【0038】

図 5 において、参照符号 Q1 ～ QN は N 個の同等の SiGe HBT、C1 ～ CN は N 個の同等の容量、R11 ～ R1N と R21 ～ R2N はそれぞれ N 個の同等の抵抗、QB1 は SiGe HBT、RB1、RB2 は抵抗、CB は容量、VCC は定電圧源、RF in は高周波入力端子、RF out は高周波出力端子である。Q1 ～ QN が増幅用トランジスタ、R11 ～ R1N がバイアス抵抗、QB1、RB1、RB2、R21 ～ R2N、CB がベースバイアス回路のトランジスタ、抵抗、および容量として動作する。

【0039】

また図 5 において、2 点鎖線 10 で囲った部分が、ベースバイアス回路を構成する前述した回路 A である。回路 A のトランジスタ QB1 のエミッタは接地され、ベースが容量 CB を介して接地され、ベースとコレクタとが抵抗 RB2 を介して接続され、コレクタが抵抗 RB1 を介して定電圧源 VCC と接続されている。トランジスタ QB1 のコレクタノードが回路 A の第 1 端子 TA1、ベースノード

が回路Aの第2端子TA2である。

【0040】

増幅用トランジスタQ1～QNのエミッタは接地され、コレクタは高周波出力端子RFoutと接続されている。それぞれのベースからの配線は、3本に分岐されている。そのうちの1本は、容量C1～CNのうちの1つを介して他のトランジスタの対応する配線と共に1本化され、高周波入力端子RFinに接続されている。他の1本は、バイアス抵抗R11～R1Nのうちの1つを介して他のトランジスタの対応する配線と共に1本化され、回路Aの第1端子TA1と接続されている。残りの1本は抵抗R21～R2Nのうちの1つを介して他のトランジスタの対応する配線と共に1本化され、A回路第2端子と接続されている。

【0041】

ここで、定電圧源VCCは3.4V、バイアス抵抗R11～R1Nはそれらの並列接続で50Ω、抵抗R21～R2Nはそれらの並列接続で500Ω、抵抗RB1、RB2はそれぞれ100Ωと1kΩ、容量CBの値は1nFに設定されている。抵抗R21～R2Nと容量CBとの組み合わせは、低域通過フィルタとして動作している。容量CBの値は、低周波（約5MHz）を短絡するのに十分大きい値であるので、抵抗RB2には直流のみが流れる。増幅用トランジスタQ1～QNのベースへのバイアスの供給は、主として回路Aの第1端子TA1から行われ、そのベース電位の検出は回路Aの第2端子TA2により行われる。

【0042】

本実施形態の回路は以下のように動作して、バイアス抵抗R11～R1Nでの電圧降下による増幅用トランジスタQ1～QNのベース電位低下の補償を行う。

すなわち、バイアス抵抗で生じる電圧降下により増幅用トランジスタQ1～QNのベース電位が低下した場合、回路A内の抵抗RB2を流れる直流が増加してトランジスタQB1のベース電位が低下し、それにより抵抗RB2を流れる電流が減少する。その結果、回路Aの第1端子TA1の電位、および増幅用トランジスタQ1～QNのベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗R11～R1Nでの電圧降下量がほぼ同じになるように、回路A中の抵抗RB1、RB2の値とバイポーラトランジスタQB1のパラメータが

設定されている。

【0043】

各増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベース電流がバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ を流れることから、その負帰還により電流－電圧特性の指数関数的関係に起因した非線型性が緩和され、エンベロープ波形歪みが抑制される。一方、バイアス抵抗で生じる電圧降下による増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ へのベースの電位低下が、バイアス電圧上昇により補償されるため、高出力での利得低下に起因した歪み増大が低減され、最大線型出力が向上する。

【0044】

<実施形態4>

図6は、本発明の第4の実施形態を示すWCDMA方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。本実施形態において、各素子の接続、回路の動作、および効果は前記第3の実施形態と基本的に同じである。但し、ベース電圧の検出のためにベースから抵抗を介して回路Aの第2端子 TA_2 に接続する構成が相違する。

【0045】

すなわち、第3の実施形態では、回路Aの第2端子 TA_2 にN個の抵抗 $R_{21} \sim R_{2N}$ を介してそれぞれ増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースが接続されていたが、本実施の形態では、抵抗 R_2 を介して増幅トランジスタ1個だけが第2端子 TA_2 に接続されている点が第3の実施形態と異なる。

【0046】

このように構成すると、回路のレイアウトの設計が簡単になり、また回路の面積を小さくできる長所がある。なお、図5では増幅用トランジスタ Q_N に接続されている場合を示したが、どの増幅用トランジスタでも良い。また、回路Aの第2端子 TA_2 に接続する増幅用トランジスタ数を、1個ではなく全数よりも少ない複数個にしてもよい。

【0047】

<実施形態5>

図7は本発明の第5の実施形態を示すWCDMA方式向けの高周波電力増幅器

の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0048】

本実施形態では、図5に示した第3の実施形態の構成に対して、新たに、ベースバイアス回路の一部としてSiGe HBTであるトランジスタQB2と抵抗RB3が付け加わっている点が相違する。トランジスタQB2のベースは回路Aの第1端子TA1に接続され、コレクタは定電圧源VCCに接続され、エミッタは抵抗RB3を介して接地されると共に、バイアス抵抗R11～R1Nを経て増幅用トランジスタQ1～QNのベースと接続されている。回路Aの第2端子TA2は、第3の実施形態と同じく、抵抗R21～R2Nを介して増幅用トランジスタQ1～QNのベースと接続されている。

【0049】

ここで、定電圧源VCCは3.4V、バイアス抵抗R11～R1Nはそれらの並列接続で50Ω、抵抗R21～R2Nはそれらの並列接続で500Ω、回路A内の抵抗RB1、RB2はそれぞれ100Ωと1kΩ、容量CBの値は1nFに設定されている。

【0050】

本実施形態の回路は以下のように動作して、バイアス抵抗R11～R1Nでの電圧降下による増幅用トランジスタQ1～QNのベース電位低下の補償を行う。

バイアス抵抗で生じる電圧降下により増幅用トランジスタQ1～QNのベース電位が低下した場合、第3の実施形態の場合と同様に回路Aの第1端子TA1の電位が上昇する。それにより、トランジスタQB2のベースおよびエミッタの電位が上昇する。その結果、増幅用トランジスタQ1～QNのベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗R11～R1Nでの電圧降下量がほぼ同じになるように、回路A中の抵抗RB1、RB2の値とバイポーラトランジスタQB1のパラメータが設定されている。

【0051】

本実施形態における効果は、前記第3の実施形態と基本的に同じである。但し、トランジスタQB2と抵抗RB3からなるエミッタフォロア回路が付け加わ

ることにより、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ の平均ベース電流が低周波で変動することによるバイアス電圧のぶれを、第3の実施形態よりも小さくできる。その結果として、増幅歪みをより小さくできる効果がある。

【0052】

<実施形態6>

図8は、本発明の第6の実施形態を示すWCDMA方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0053】

本実施形態では、図5に示した第3の実施形態の構成に対して、新たに、バイアス回路の一部としてSiGe HBTであるトランジスタ QB_2 、 QB_3 、 QB_4 、 QB_5 と、抵抗 RB_3 、 RB_4 、 RB_5 、 RB_6 が付け加わっている点が第3の実施形態と相違する。

【0054】

トランジスタ QB_2 のベースは回路Aの第1端子 TA_1 に接続され、エミッタは接地され、コレクタは抵抗 RB_3 を介して定電圧源 V_{CC} に接続されると共にトランジスタ QB_3 のベースに接続される。トランジスタ QB_3 のコレクタは定電圧源 V_{CC} に接続され、エミッタは抵抗 RB_4 を介して接地されると共にトランジスタ QB_4 のベースに接続される。トランジスタ QB_4 のエミッタは接地され、コレクタは抵抗 RB_5 を介して定電圧源 V_{CC} に接続されると共にトランジスタ QB_5 のベースに接続される。トランジスタ QB_5 のコレクタは定電圧源 V_{CC} に接続され、エミッタは抵抗 RB_6 を介して接地されると共にバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ を経て増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースと接続される。回路Aの第2端子 TA_2 は第3の実施形態と同じく、抵抗 $R_{21} \sim R_{2N}$ を介して増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースと接続されている。

【0055】

ここで、定電圧源 V_{CC} は3.4V、バイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ はそれらの並列接続で50Ω、抵抗 $R_{21} \sim R_{2N}$ はそれらの並列接続で500Ω、抵抗 RB_1 、 RB_2 はそれぞれ100Ωと1kΩ、容量 C_B の値は1nFに設定されて

いる。

【0056】

本実施形態の回路は以下のように動作して、バイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ での電圧降下による増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベース電位低下の補償を行う。

バイアス抵抗で生じる電圧降下により増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベース電位が低下した場合、第3の実施形態の場合と同様に回路Aの第1端子 TA_1 の電位が上昇する。それにより、トランジスタ QB_2 のベースの電位が上昇し、抵抗 RB_3 を流れる電流が増加する。それにより、トランジスタ QB_3 のベースおよびエミッタの電位が低下する。それにより、トランジスタ QB_4 のベースの電位が低下し、抵抗 RB_5 を流れる電流が減少する。それにより、トランジスタ QB_5 のベースとエミッタの電位が上昇し、その結果、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ での電圧降下量がほぼ同じになるように、回路A中の抵抗 RB_1 , RB_2 の値とバイポーラトランジスタ QB_1 のパラメータが設定されている。

【0057】

本実施形態における効果は、前記第3の実施形態と基本的に同じである。但し、トランジスタ $QB_2 \sim QB_5$ 、 $RB_3 \sim RB_6$ からなる回路要素が付け加わることにより、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ の平均ベース電流が低周波で変動することによるバイアス電圧のぶれを、第3の実施形態よりも小さくできる。その結果として、増幅歪みをより小さくできる効果がある。また、バイアス電圧の温度依存性を第3の実施形態よりも小さくできる。その結果として、増幅歪みの温度依存性を小さくできる効果もある。

【0058】

<実施形態7>

図9は、本発明の第7の実施形態を示すWC DMA方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0059】

本実施形態では、図 5 に示した第 3 の実施形態の構成に対して、新たに、バイアス回路の一部として SiGe HBT であるトランジスタ QB2、QB3、QB4 と、抵抗 RB3、RB4、RB5 が付け加わっている点が第 3 の実施形態と相違する。

【0060】

トランジスタ QB2 ベースは回路 A の第 1 端子 TA1 に接続され、エミッタは接地され、コレクタは抵抗 RB3 を介して定電圧源 VCC に接続されると共にトランジスタ QB3 のベースに接続される。トランジスタ QB3 のエミッタは接地され、コレクタは抵抗 RB4 を介して定電圧源 VCC に接続されると共にトランジスタ QB4 のベースに接続される。トランジスタ QB4 のエミッタは抵抗 RB5 を介して接地されると共にバイアス抵抗 R11～R1N を経て増幅用トランジスタ Q1～QN のベースと接続されている。回路 A の第 2 端子 TA2 は第 3 の実施形態と同じく、抵抗 R21～R2N を介して増幅用トランジスタ Q1～QN のベースと接続されている。

【0061】

ここで、定電圧源 VCC は 3.4 V、バイアス抵抗 R11～R1N はそれらの並列接続で 50 Ω 、抵抗 R21～R2N はそれらの並列接続で 500 Ω 、抵抗 RB1、RB2 はそれぞれ 100 Ω と 1 k Ω 、容量 CB の値は 1 nF に設定されている。

【0062】

本実施形態の回路は以下のように動作して、バイアス抵抗 R11～R1N での電圧降下による増幅用トランジスタ Q1～QN のベース電位低下の補償を行う。

バイアス抵抗で生じる電圧降下により増幅用トランジスタ Q1～QN のベース電位が低下した場合、第 3 の実施形態の場合と同様に回路 A の第 1 端子 TA1 の電位が上昇する。それにより、トランジスタ QB2 のベースの電位が上昇し、抵抗 RB3 を流れる電流が増加する。それにより、トランジスタ QB3 のベースの電位が低下し、抵抗 RB4 を流れる電流が減少する。それにより、トランジスタ QB4 のベースとエミッタの電位が上昇し、その結果、増幅用トランジスタ Q1～QN のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイ

アス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ での電圧降下量がほぼ同じになるように、回路 A 中の抵抗 R_{B1} 、 R_{B2} の値とバイポーラトランジスタ Q_{B1} のパラメータが設定されている。

本実施形態における効果は、前記第 6 の実施形態と基本的に同じである。

【0063】

<実施形態 8>

図 10 は、本発明の第 8 の実施形態を示す WCDMA 方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0064】

本実施形態は、図 5 に示した前記第 3 の実施形態において、容量 C_B と抵抗 $R_{21} \sim R_{2N}$ を取り除いて、代わりにコイル L_B を挿入した構成となっている。

ここで、定電圧源 V_{CC} は 3.4 V、バイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ はそれらの並列接続で 50Ω 、抵抗 R_{B1} 、 R_{B2} はそれぞれ 100Ω と $1 k \Omega$ 、コイル L_B のインダクタンス値は $10 \mu H$ に設定されている。コイル L_B のインダクタンス値が低周波成分（約 5 MHz）を遮断するのに十分大きい値であるので、抵抗 R_{B2} には直流成分しか流れない。

【0065】

このように構成される本実施形態の回路は以下のように動作して、バイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ での電圧降下による増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベース電位低下の補償を行う。

バイアス抵抗で生じる電圧降下により増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベース電位が低下した場合、抵抗 R_{B2} を流れる直流が増加してトランジスタ Q_{B1} のベース電位が低下する。但し、増幅用トランジスタのベースと抵抗 R_{B2} の間には、増幅用トランジスタのベース電位の低周波成分を阻止するために十分な大きさのコイル L_B が挿入されている。そのため、回路 A のバイポーラトランジスタ Q_{B1} のベース電位低下は、回路 A の第 2 端子 T_{A2} から増幅用トランジスタのベースに流れ込む電流の直流成分の増加のみによる。そのベース電位低下により回路 A の抵抗 R_{B2} を流れる電流が減少する。その結果、トランジスタ Q_{B1} の

コレクタ電位が上昇するので、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースへのバイアス電圧も上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ での電圧降下量がほぼ同じになるよう、バイアス回路の抵抗 R_{B1} , R_{B2} の値とバイポーラトランジスタ Q_{B1} のパラメータが設定されている。

【0066】

本実施形態における効果は前記第3の実施形態と基本的に同じである。また、本実施形態のように、前記第4～第6の実施形態において、容量 C_B と抵抗 $R_{21} \sim R_{2N}$ を取り除き、代わりにコイル L_B を挿入することによっても、それぞれ第4～第6の実施形態と基本的に同様な効果を有する高周波電力増幅器を実現できる。

【0067】

<実施形態9>

図11は、本発明の第9の実施形態を示すWCDMA方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

なお、本実施形態から実施形態15までは、前述した第1の手段と、第2の手段における第3の構成との組み合わせ、すなわち、従来のバラスト抵抗に対して3～5倍の値を有するバイアス抵抗を設け、さらに増幅用トランジスタの平均出力電流を検出し、この検出値に比例した適当な値だけベースバイアス回路の出力電圧を自動的に上昇させる機能を実現するための具体的構成の一例を示すものである。

これらの実施形態のうち、実施形態9～12では、ベースバイアス回路中に、前述した回路Aを含む構成であり、実施形態13～15はベースバイアス回路中に、以下の回路Bを含む構成である。すなわち、回路Bは、エミッタが第1抵抗（又は、第1抵抗とレベルシフトのためのダイオード）を介して接地され、ベースが容量を介して接地されると共に、第2抵抗を介して定電圧源に接続され、かつ、コレクタが定電圧源に接続された少なくとも1個のバイポーラトランジスタを有する回路要素を含む回路である。このB回路中のバイポーラトランジスタのエミッタ側ノードを回路Bの第1端子、ベースノードを回路Bの第2端子と称す

る。なお、このバイポーラトランジスタのエミッタと第2抵抗の間に、エミッタノードの電位の最適化のためにダイオード（トランジスタのベース・コレクタ間を接続したダイオードも含む）を挿入してもよい。

【0068】

さて、図11に示す本実施形態において、図5の第3の実施形態と異なるのは、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースから抵抗 $R_{21} \sim R_{2N}$ を介して回路Aの第2端子 TA_2 に至る経路を削除し、代わりに、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ の平均出力電流検出用トランジスタ Q_S を、抵抗 R_S 、容量 C_S と共に付け加えた点である。これにより、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる上で、第3の実施形態では基準となる量が増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベース電位であるのに対し、本実施形態では基準となる量が増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ の平均出力電流 I_{ave} である点が異なっている。

【0069】

平均出力電流検出用トランジスタ Q_S のベースからの配線は、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ と同様に2本に分岐され、そのうちの1本が容量 C_S を介して高周波入力端子 RF_{in} に接続され、もう1本が抵抗 R_S を介して回路Aの第1端子 TA_1 と接続されている。検出用トランジスタ Q_S のエミッタは接地され、コレクタは回路Aの第2端子 TA_2 と接続されている。

【0070】

ここで、定電圧源 V_{CC} は3.4V、バイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ はそれらの並列接続で 50Ω 、抵抗 R_{B1} 、 R_{B2} はそれぞれ 100Ω と $1k\Omega$ 、容量 C_B の値は $1nF$ に設定されている。また、検出用トランジスタ Q_S には、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ と同等のトランジスタが用いられ、抵抗 R_S 、容量 C_S もそれぞれ抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ 、容量 $C_1 \sim C_N$ と同等となっている。容量 C_B の値は低周波（約5MHz）を短絡するのに十分大きい値であるので、抵抗 R_{B2} には直流のみが流れる。増幅用トランジスタのベースへのバイアスの供給は主として第1端子 TA_1 から行われ、増幅用トランジスタの平均出力電流の検出は第2端子 TA_2 により行われる。

【0071】

このように構成される本実施形態の回路は、検出用トランジスタ Q_S により増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ の平均出力電流 I_{ave} に比例した量（以下、「平均出力電流比例量」という）を検出し、この検出によって増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる。その動作を以下に説明する。

検出用トランジスタ Q_S には増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ と同じ直流バイアスと、同じ高周波入力を与えられるので、その出力電流、すなわちコレクタ電流は各増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ とほぼ同じとなる。従って、検出用トランジスタ Q_S のコレクタ電流を検出することにより、増幅用トランジスタ全体の出力電流を見積もることができる。それにより、増幅用トランジスタ全体のベース電流と、このベース電流によるバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ で生じる電圧降下も見積もることができる。

【0072】

検出用トランジスタ Q_S のコレクタ電流が増加した場合、このコレクタ電流の低周波成分は容量 C_B によって短絡されるので、抵抗 R_{B2} に流れる直流が増加する。これにより、回路 A のトランジスタ Q_{B1} のベース電位が低下し、抵抗 R_{B1} を流れる電流が減少する。その結果、回路 A の第 1 端子 T_{A1} の電位、および増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ での電圧降下量がほぼ同じになるよう、回路 A 中の抵抗 R_{B1} 、 R_{B2} の値とバイポーラトランジスタ Q_{B1} のパラメータが設定されている。

本実施形態における効果は、前記第 3 の実施形態と基本的に同じである。

【0073】

<実施形態 10>

図 12 は、本発明の第 10 の実施形態を示す WCDMA 方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。本実施形態において、図 7 に示した第 5 の実施形態と異なるのは、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースから抵抗 $R_{21} \sim R_{2N}$ を介して

回路 A の第 2 端子 T A 2 に至る経路を削除し、代わりに、増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N の平均出力電流検出用トランジスタ Q S を、抵抗 R S 、容量 C S と共に付け加えた点である。それ以外の構成部分の動作は、第 5 の実施形態と同じである。

【0074】

このように構成される本実施形態の回路は、トランジスタ Q S により増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N の平均出力電流比例量を検出し、それによって増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N のベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる。この動作を、以下に説明する。

検出用トランジスタ Q S のコレクタ電流が増加した場合、前記第 9 の実施形態と同様に、回路 A の第 1 端子 T A 1 の電位が上昇する。これにより、トランジスタ Q B 2 のベースとエミッタの電位が上昇する。その結果、増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 R 1 1 ~ R 1 N での電圧降下量がほぼ同じになるように、回路 A 中の抵抗 R B 1 , R B 2 の値とバイポーラトランジスタ Q B 1 のパラメータが設定されている。

本実施形態における効果は、前記第 5 の実施形態と基本的に同じである。

【0075】

<実施形態 11>

図 13 は、本発明の第 11 の実施形態を示す WCDMA 方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0076】

本実施形態において、図 8 に示した第 6 の実施形態と異なるのは、増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N のベースから抵抗 R 2 1 ~ R 2 N を介して回路 A の第 2 端子 T A 2 に至る経路を削除し、代わりに、増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N の平均出力電流検出用トランジスタ Q S を、抵抗 R S 、容量 C S と共に付け加えた点である。それ以外の構成部分の動作は、第 6 の実施形態と同じである。

【0077】

このように構成される本実施形態の回路は、トランジスタ Q S により増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N の平均出力電流比例量を検出し、これによって増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N のベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる。この動作を、以下に説明する。

【0 0 7 8】

検出用トランジスタ Q S のコレクタ電流が増加した場合、前記第 9 の実施形態と同様に、回路 A の第 1 端子 T A 1 の電位が上昇する。これにより、トランジスタ Q B 2 のベースの電位が上昇し、抵抗 R B 3 を流れる電流が増加する。この電流増加により、トランジスタ Q B 3 のベースおよびエミッタの電位が低下する。この電位低下により、トランジスタ Q B 4 のベースの電位が低下し、抵抗 R B 5 を流れる電流が減少する。この電流減少により、トランジスタ Q B 5 のベースとエミッタの電位が上昇し、その結果、増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 R 1 1 ~ R 1 N で生じる電圧降下量がほぼ同じになるよう、回路 A 中の抵抗 R B 1, R B 2 の値とバイポーラトランジスタ Q B 1 のパラメータが設定されている。

本実施形態における効果は、前記第 6 の実施形態と基本的に同じである。

【0 0 7 9】

<実施形態 1 2>

図 1 4 は、本発明の第 1 2 の実施形態を示す W C D M A 方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0 0 8 0】

本実施形態において、図 9 に示した第 7 の実施形態と異なるのは、増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N のベースから抵抗 R 2 1 ~ R 2 N を介して回路 A の第 2 端子 T A 2 に至る経路を削除し、代わりに、増幅用トランジスタ Q 1 ~ Q N の平均出力電流検出用トランジスタ Q S を、抵抗 R S、容量 C S と共に付け加えた点である。それ以外の構成部分の動作は、第 7 の実施形態と同じである。

【0 0 8 1】

このように構成される本実施形態の回路は、トランジスタ Q S により増幅用ト

ランジスタ Q1～QN の平均出力電流比例量を検出し、これによって増幅用トランジスタ Q1～QN のベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる。この動作を、以下に説明する。

【0082】

検出用トランジスタ QS のコレクタ電流が増加した場合、前記第 9 の実施形態と同様に、回路 A の第 1 端子 TA1 の電位が上昇する。この電位上昇によりトランジスタ QB2 のベースの電位が上昇し、抵抗 RB3 を流れる電流が増加する。この電流増加により、トランジスタ QB3 のベースの電位が低下し、抵抗 RB4 を流れる電流が減少する。この電流減少により、トランジスタ QB4 のベースとエミッタの電位が上昇し、その結果、増幅用トランジスタ Q1～QN のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 R11～R1N での電圧降下量がほぼ同じになるように、回路 A 中の抵抗 RB1, RB2 の値とバイポーラトランジスタ QB1 のパラメータが設定されている。

本実施形態における効果は、前記第 7 の実施形態と基本的に同じである。

【0083】

<実施形態 13>

図 15 は、本発明の第 13 の実施形態を示す WCDMA 方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0084】

本実施形態において、参照符号 Q1～QN は N 個の同等の SiGe HBT、C1～CN は N 個の同等の容量、R11～R1N は N 個の同等の抵抗、QB1、QB2、QS は SiGe HBT、DB は SiGe HBT のベースとコレクタを短絡したダイオード、RB1、RB2、RB3、RS は抵抗、CB、CS は容量、VCC は定電圧源、RFin は高周波入力端子、RFout は高周波出力端子である。Q1～QN が増幅用トランジスタ、R11～R1N がバイアス抵抗、QB1、RB1、RB2、CB がバイアス回路のトランジスタ、抵抗、および容量として動作する。

【0085】

ダイオードDBはレベルシフトのために挿入されており、抵抗値やトランジスタのパラメータの値によっては、複数を直列に繋いでもよい。トランジスタQSは、平均出力電流検出用として動作する。2点鎖線20で囲った部分が、前述した回路Bである。回路B内のトランジスタQB1のコレクタが定電圧源VCCに接続され、ベースが容量CBを介して接地され、ベースとコレクタとが抵抗RB2を介して接続され、エミッタが抵抗RB1とレベルシフトダイオード（レベルシフトダイオードでは電流変動による電圧変動は無視でき、レベルシフトダイオードの個数は構成によって変わるので、以下では、レベルシフトダイオードを省略して単に「エミッタが抵抗RB1と接続される」と表現する。）を介して接地されている。トランジスタQB1のエミッタ側ノードを回路Bの第1端子TB1、ベースノードを回路Bの第2端子TB2と称する。

【0086】

増幅用トランジスタQ1～QNのエミッタは接地され、コレクタは高周波出力端子RFoutと接続されている。それぞれのベースからの配線は2本に分岐されている。そのうちの1本は、容量C1～CNのうちの1つを介して他のトランジスタの対応する配線と共に1本化され、高周波入力端子RFinに接続される。他の1本は、バイアス抵抗R11～R1Nのうちの1つを介して他のトランジスタの対応する配線と共に1本化され、トランジスタQB2のコレクタに接続されている。

【0087】

トランジスタQB2のベースは回路Bの第1端子TB1と接続され、エミッタは接地され、コレクタは抵抗RB3を介して定電圧源VCCと接続されている。検出用トランジスタQSのベースからの配線は、増幅用トランジスタQ1～QNと同様に2本に分岐され、そのうちの1本が容量CSを介して高周波入力端子RFinに接続され、もう1本が抵抗RSを介してトランジスタQB2のコレクタに接続されている。検出用トランジスタQSのエミッタは接地され、コレクタは回路Bの第2端子TB2と接続されている。

【0088】

ここで、定電圧源VCCは3.4V、バイアス抵抗R11～R1Nはそれらの

並列接続で $50\ \Omega$ 、 R_{B1} 、 R_{B2} はそれぞれ $100\ \Omega$ と $1\ k\ \Omega$ 、容量 C_B の値は $1\ nF$ に設定されている。また、検出用トランジスタ Q_S には、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ と同等のトランジスタが用いられ、抵抗 R_S 、容量 C_S はそれぞれバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ 、容量 $C_1 \sim C_N$ と同等となっている。容量 C_B の値は低周波（約 $5\ MHz$ ）を短絡するのに十分大きい値であるので、抵抗 R_{B2} には直流のみが流れる。

【0089】

このように構成される本実施形態の回路は、トランジスタ Q_S により増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ の平均出力電流比例量を検出し、これによって増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる。この動作を、以下に説明する。

【0090】

検出用トランジスタ Q_S のコレクタ電流が増加した場合、このコレクタ電流の低周波成分は容量 C_B によって短絡されるので、抵抗 R_{B2} を流れる直流が増加する。この電流増加により、トランジスタ Q_{B1} のベース電位が低下し、抵抗 R_{B1} を流れる電流が減少して回路 B の第 1 端子 T_{B1} の電位が低下するので、トランジスタ Q_{B2} のベース電位が低下して抵抗 R_{B3} を流れる電流が減少する。これによりトランジスタ Q_{B2} のコレクタの電位が上昇する結果、増幅用トランジスタ $Q_1 \sim Q_N$ のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ で生じる電圧降下量がほぼ同じになるよう、バイアス回路の抵抗値 R_{B1} 、 R_{B2} とバイポーラトランジスタ Q_{B1} のパラメータが設定されている。

本実施形態における効果は前記第 3 の実施形態と基本的に同じである。

【0091】

<実施形態 14>

図 16 は、本発明の第 14 の実施形態を示す WCDMA 方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0092】

本実施形態において、図 15 に示した第 13 の実施形態と異なるのは、新たに、バイアス回路の一部として SiGe HBT の QB3 と抵抗 RB4 が付け加わっている点である。それ以外の構成部分の動作は、第 13 の実施形態と同じである。トランジスタ QB3 のベースは、トランジスタ QB2 のコレクタに接続され、コレクタは定電圧源 VCC に接続され、エミッタは抵抗 RB4 を介して接地されると共に、バイアス抵抗 R11 ~ R1N を経て増幅用トランジスタ Q1 ~ QN のベースと接続されている。

【0093】

このように構成される本実施形態の回路は、トランジスタ QS により増幅用トランジスタ Q1 ~ QN の平均出力電流比例量を検出し、これによって増幅用トランジスタ Q1 ~ QN のベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる。この動作を、以下に説明する。

検出用トランジスタ QS のコレクタ電流が増加した場合、前記第 13 の実施形態の場合と同様に、回路 B の第 1 端子 TB1 の電位が低下する。この電位低下により、トランジスタ QB2 のベース電位が低下して抵抗 RB3 を流れる電流が減少する。これにより、トランジスタ QB2 のコレクタの電位が上昇する。この電位上昇により、トランジスタ QB3 のベースとエミッタの電位が上昇する結果、増幅用トランジスタ Q1 ~ QN のベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗 R11 ~ R1N での電圧降下量がほぼ同じになるように、バイアス回路の抵抗 RB1, RB2 の値とバイポーラトランジスタ QB1 のパラメータが設定されている。

【0094】

本実施形態における効果は、前記第 13 の実施形態と基本的に同じである。但し、トランジスタ QB3 と抵抗 RB4 からなるエミッタフォロアー回路が付け加えられたことにより、増幅用トランジスタ Q1 ~ QN の平均ベース電流が低周波で変動することによるバイアス電圧のぶれを、第 13 の実施形態よりも小さくできる。その結果として、増幅歪みをより小さくできる効果がある。

【0095】

<実施形態 15>

図17は、本発明の第15の実施形態を示すWCDMA方式向けの高周波電力増幅器の主要部分の回路図であり、増幅用トランジスタとそのベースへのバイアス回路部分である。

【0096】

本実施形態において、図15に示した第13の実施形態と異なるのは、新たにバイアス回路の一部としてSiGe HBTのQB3、QB4と、抵抗RB4、RB5が付け加わっている点である。

トランジスタQB2のベースは回路Bの第1端子TB1に接続され、コレクタは定電圧源VCCに接続され、エミッタは抵抗RB3を介して接地されると共にトランジスタQB3のベースに接続される。トランジスタQB3のエミッタは接地され、コレクタは抵抗RB4を介して定電圧源VCCに接続される共にトランジスタQB4のベースに接続される。トランジスタQB4のコレクタは定電圧源VCCに接続され、エミッタは抵抗RB5を介して接地されると共にバイアス抵抗R11～R1Nを経て増幅用トランジスタQ1～QNのベースと接続されている。

【0097】

このように構成される本実施形態の回路は、トランジスタQSにより増幅用トランジスタQ1～QNの平均出力電流比例量を検出し、これによって増幅用トランジスタQ1～QNのベースに与えるバイアス電圧を自動的に変化させる。この動作を、以下に説明する。

【0098】

検出用トランジスタQSのコレクタ電流が増加した場合、前記第13の実施形態の場合と同様に、回路Bの第1端子TB1の電位が低下する。これにより、トランジスタQB2のベースとエミッタ電位が低下する。この電位低下により、トランジスタQB3のベース電位が低下し、抵抗RB4を流れる電流が減少する。この電流減少により、トランジスタQB4のベースとエミッタの電位が上昇する結果、増幅用トランジスタQ1～QNのベースへのバイアス電圧が上昇する。このバイアス電圧の上昇量とバイアス抵抗R11～R1Nでの電圧降下量がほぼ同じになるよう、バイアス回路の抵抗RB1、RB2の値とバイポーラトランジス

タQB1のパラメータが設定されている。

本実施形態における効果は、前記第14の実施形態と基本的に同じである。

【0099】

<実施形態16>

図20は、本発明の第1～第15のいずれかの実施形態の高周波電力増幅器を用いた通信装置を構成するブロック図である。本通信装置は、ディジタル信号処理部21、ベースバンド部22、中間周波(IF)部23、シンセサイザ24、アップコンバート用ミキサ25、ダウンコンバート用ミキサ26、ドライバ27、電力増幅器28、低雑音増幅器29、デュプレクサ30、アンテナ31を備えている。

【0100】

電力増幅器27には、前記第1～第15のいずれかの実施形態の高周波電力増幅器が用いられている。電力増幅器27ではバイアス条件の調節により効率を高めようとする歪みが増加する。従って、同一バイアス条件で効率が同じ場合、歪みが小さい方が、バイアス条件の調節により、歪みが一定以下での効率をより高くできる。そのため、歪みが小さい本発明による電力増幅器を用いることにより、効率を従来例の電力増幅器を用いる場合より高くできる。その結果、本発明による電力増幅器を用いた通信装置では、消費電力を低くでき、電池の充電間隔を長くすることができる。

【0101】

図21を用いて、上記通信装置と基本的に同様の構成であるWCDMA方式(周波数1.95GHz)向けの電力増幅器の性能に対する本発明の効果を述べる。図21は、電力増幅器の隣接チャネル漏洩電力(ACPR)、利得G、効率 η の出力電力PWout(dBm)への依存性を、I. バイアス抵抗なしの従来例と同様の構成の電力増幅器を用いた場合、II. 従来例のバラスト抵抗の代わりにバイアス抵抗を導入した電力増幅器を用いた場合、III. バイアス抵抗を導入しかつそれに並列にコイルを配置し電圧降下を補償した本発明の電力増幅器を用いた場合について比較した。

【0102】

バイアス抵抗導入と並列コイルの導入は、図1で述べた第1の実施形態の高周波電力増幅器に相当する。増幅用トランジスタには、SiGe HBTを用いている。ACPRは、5MHz離調の複数の信号を増幅した場合に隣のチャンネルに漏れる電力と、本信号電力との比である。増幅歪みを示す指標となっており、この値が小さいほど増幅歪みが小さい。

【0103】

ACPRは、バイアス抵抗の導入(II)により、バイアス抵抗なしの場合(I)と比較してACPRが最大で約7dBと大幅に低減していることが、図21より分かる。

【0104】

一方利得Gは、バイアス抵抗の導入(II)により1dB~2dB低下し、特に出力が大きくなるほどその低下が大きくなっている。これが最大線型出力が十分大きくできない原因となっている。

これに対して、バイアス抵抗に並列にコイルを配置し、バイアス抵抗による電圧降下を補償した場合(III)では、利得Gはバイアス抵抗なしの場合(I)とほぼ同じとなった。その結果、 $ACPR < -40\text{ dBc}$ で定義した最大線型出力は、電圧降下補償のなしの場合(II)と比較して、約1.5dB増加した。

【0105】

一方、効率 η は、バイアス抵抗、電圧降下補償の有無にはほとんど依存せず、これらの対策が効率に対して副作用を及ぼすことはない。すなわち、本発明の高周波電力増幅器を用いることにより、高い効率を保ちつつ広い出力電力においてACPRを大幅に低減できる。

【0106】

また、実施形態で述べた並列コイルの導入以外の本発明に係る高周波電力増幅器によっても、電力増幅器の性能に関して上記と同様な効果が得られる。

【0107】

以上、本発明の好適な実施形態の例について説明したが、本発明は上記実施形態の例に限定されるものではなく、本発明の精神を逸脱しない範囲内において、種々の設計変更をなし得ることは勿論である。例えば、実施形態では、WCDM

A方式向け電力増幅器に対する効果を述べたが、CDMAをはじめとするその他の方式に対して本発明の高周波電力増幅器を適用しても、同様の効果が得られることは言うまでもない。

【0108】

【発明の効果】

前述した実施形態から明らかなように、本発明によれば、増幅用トランジスタとしてSiGe HBTを用い、GaAs HBTに比べてエミッタ抵抗での損失が小さく、効率が高く、広い出力範囲で増幅歪みの小さい高周波電力増幅器およびそれを用いた通信装置を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図2】

従来の高周波電力増幅器を示す主要部分の回路図。

【図3】

本発明で設けた第1及び第2の手段の作用を説明するために増幅用トランジスタの出力電流およびベース電位の時間変動を示した図であり、同図(a)は第1及び第2の主段がない場合、(b)は第1の手段がある場合、(c)は第1及び第2の手段がある場合の図。

【図4】

本発明の第2の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図5】

本発明の第3の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図6】

本発明の第4の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図7】

本発明の第5の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図8】

本発明の第6の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 9】

本発明の第 7 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 0】

本発明の第 8 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 1】

本発明の第 9 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 2】

本発明の第 1 0 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 3】

本発明の第 1 1 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 4】

本発明の第 1 2 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 5】

本発明の第 1 3 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 6】

本発明の第 1 4 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 7】

本発明の第 1 5 の実施形態を示す高周波電力増幅器の主要部分の回路図。

【図 1 8】

本発明の第 3 ～ 第 8 の実施形態の高周波電力増幅器で共通の基本概念を示す主要部分の回路図。

【図 1 9】

本発明の第 9 ～ 第 1 5 の実施形態の高周波電力増幅器の共通の基本概念を示す主要部分の回路図。

【図 2 0】

本発明の第 1 ～ 第 1 5 のいずれかの実施形態の高周波電力増幅器を用いた通信装置の構成を示すブロック図。

【図 2 1】

本発明の効果を示すために、利得、効率および隣接チャネル漏洩電力の出力へ

の依存性を示した特性線図。

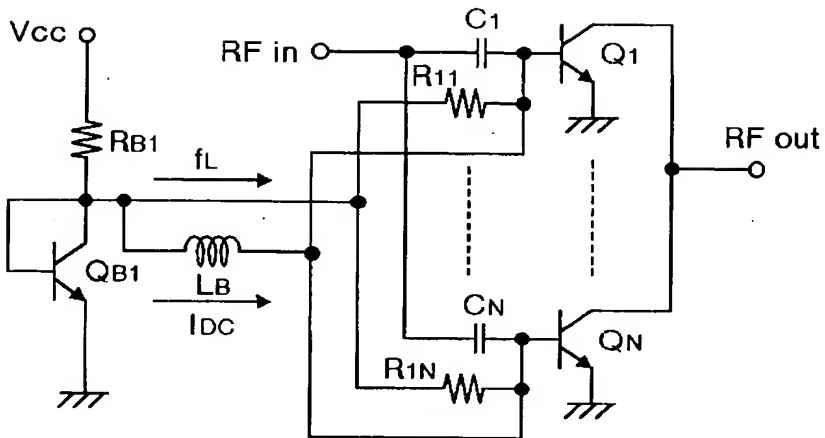
【符号の説明】

10…回路A、20…回路B、21…デジタル信号処理部、22…ベースバンド部、23…IF部、24…シンセサイザ、25…アップコンバート用ミキサ、26…ダウンコンバート用ミキサ、27…ドライバ、28…電力増幅器、29…低雑音増幅器、30…デュプレクサ、31…アンテナ、Q1～QN…SiGe HBT、C1～CN…容量、CB、CS…容量、R1～RN…バラスト抵抗、R11～R1N…バイアス抵抗、R21～R2N…抵抗、RB0…バイアス抵抗、RB1～RB6、RS…抵抗、QB1～QB5…SiGe HBT、QS…検出用トランジスタ (SiGe HBT)、LB…コイル、VBB…ベースバイアス電圧源、VCC…定電圧源、DB…ダイオード、 f_L …低周波成分、 I_{DC} …直流成分、 V_b …ベース電位、 I_{out} …出力電流、 I_{env} …エンベロープ波形、 I_{ave} …平均出力電流、 ΔV_b …ベース電圧降下、 Δf …差周波、TA1…回路Aの第1端子、TA2…回路Aの第2端子、TB1…回路Bの第1端子、TB2…回路Bの第2端子、RFout…高周波出力端子、RFin…高周波入力端子、G…利得、 η …効率、ACRP…隣接チャネル漏洩電力、PWout…出力電力。

【書類名】 図面

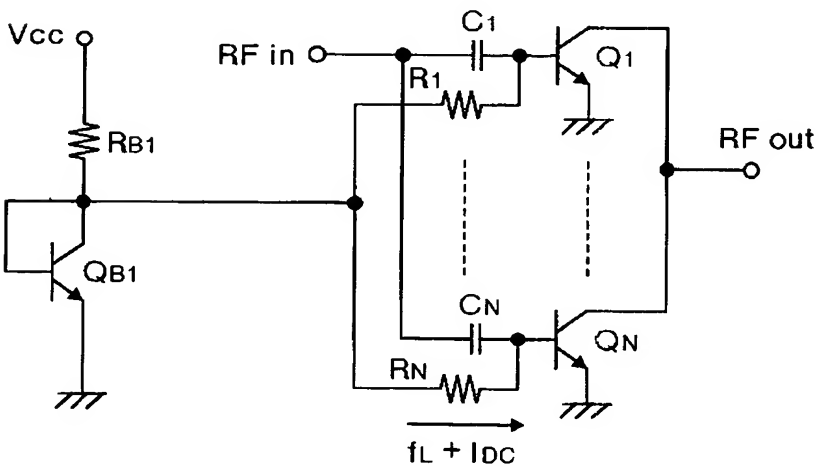
【図 1】

図 1



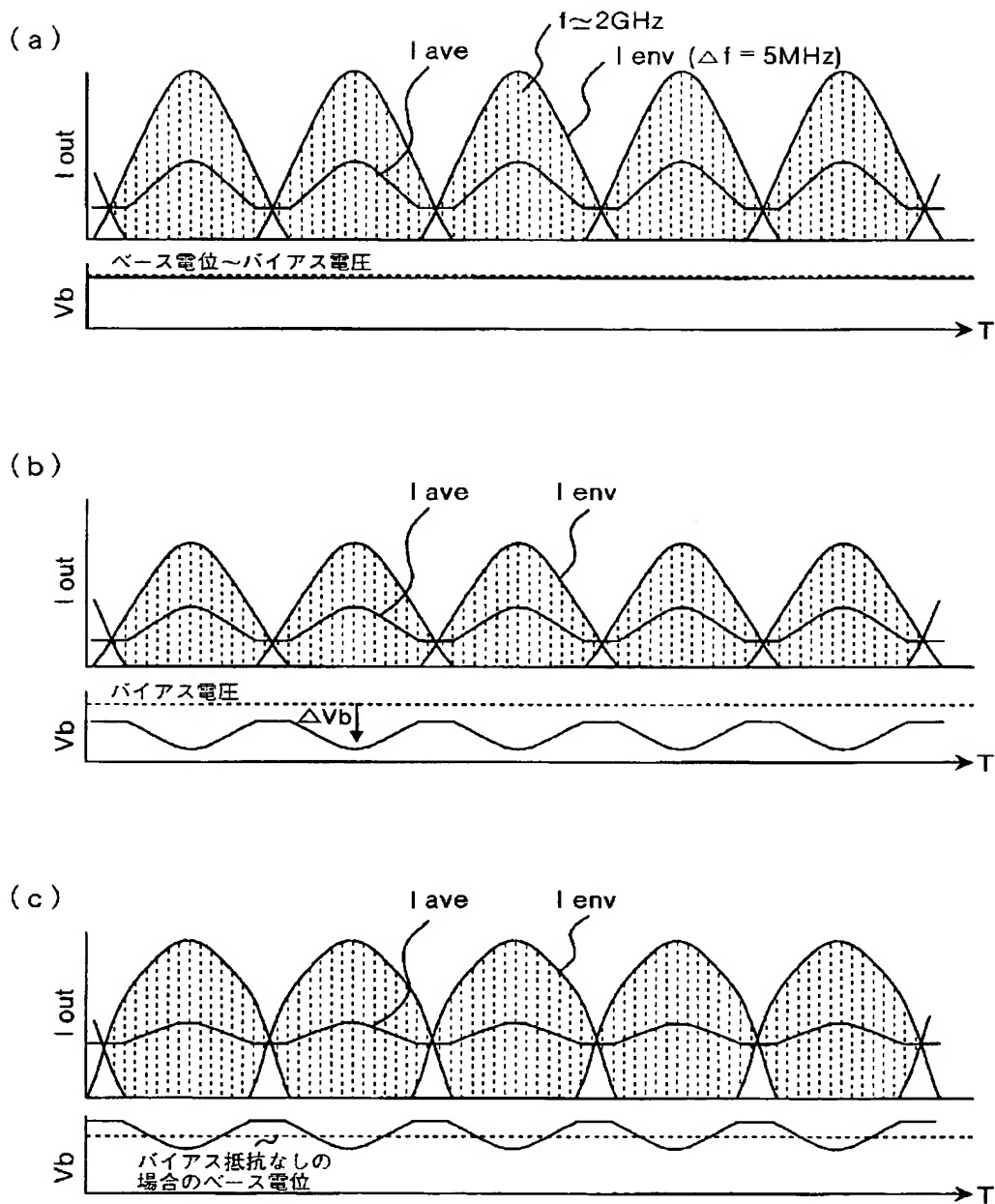
【図 2】

図 2



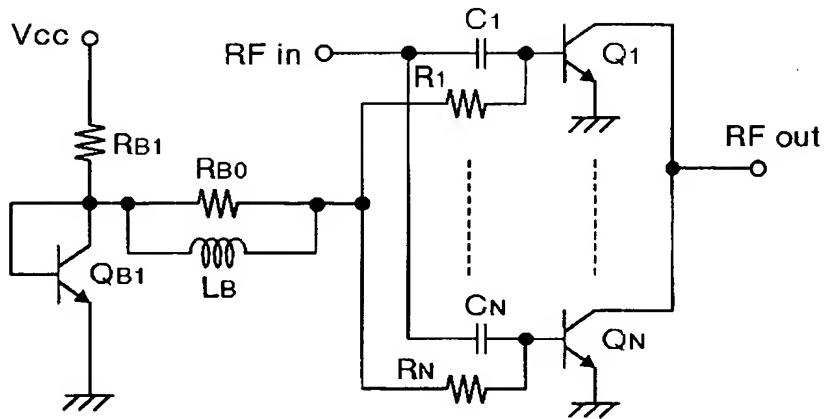
【図 3】

図 3



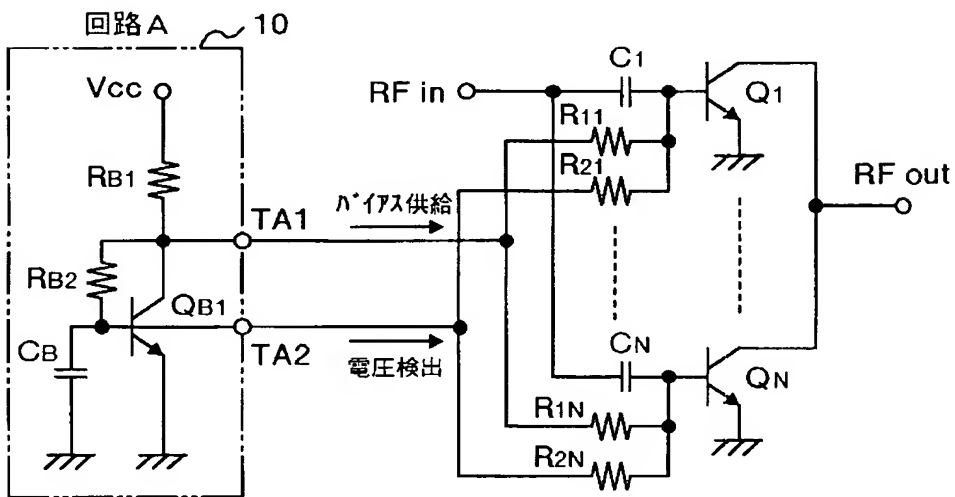
【図 4】

図 4



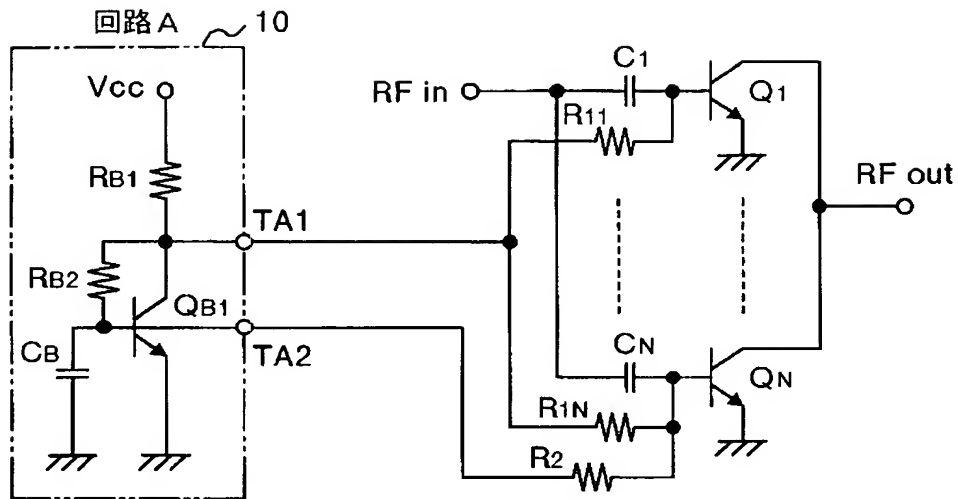
【図 5】

図 5



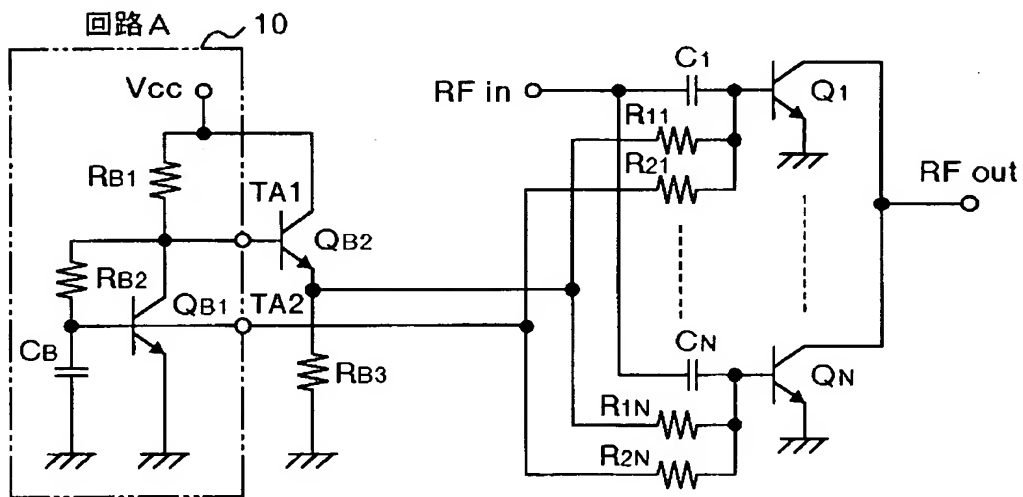
【図 6】

図 6



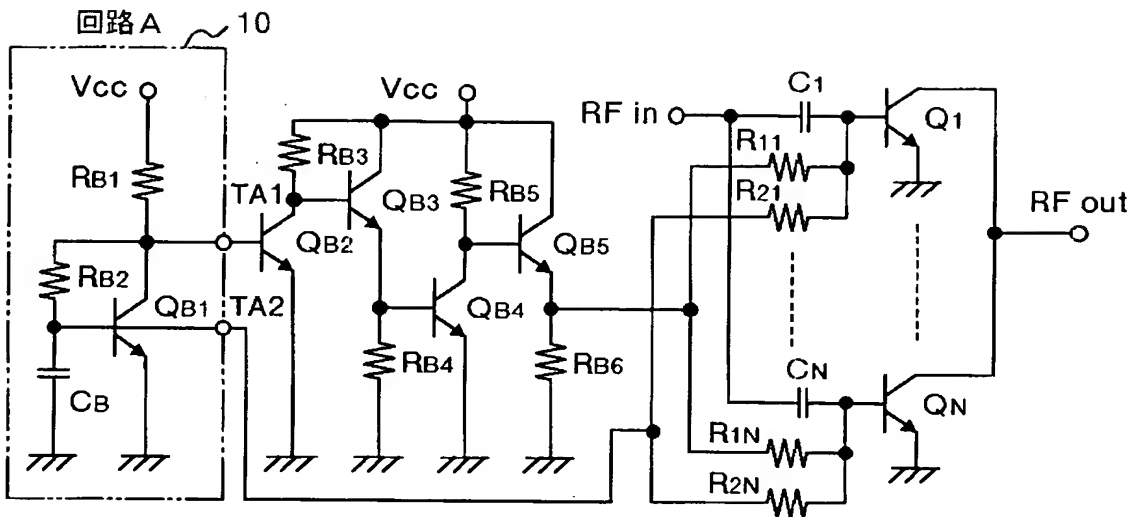
【図 7】

図 7



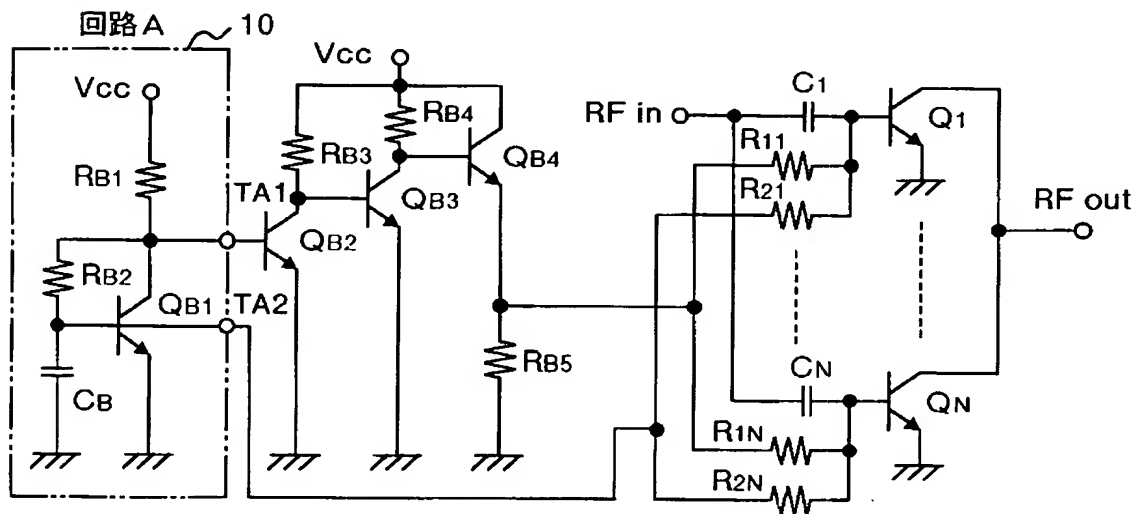
【図 8】

図 8



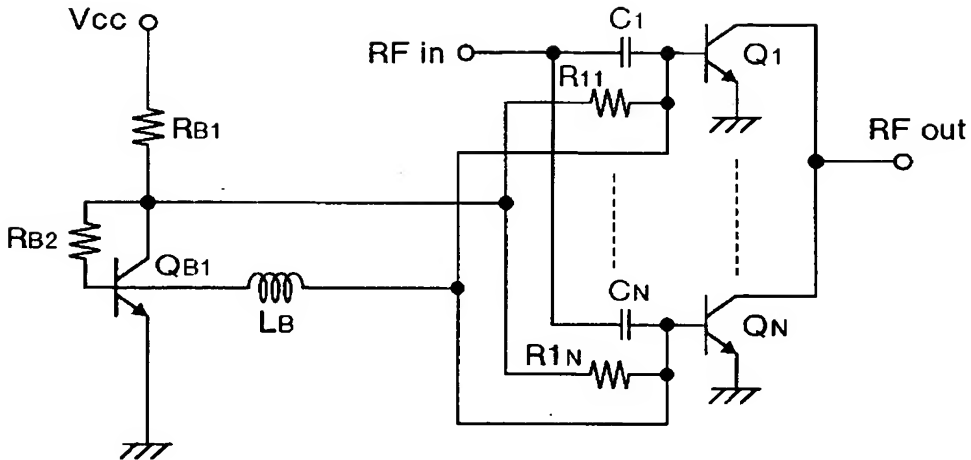
【図 9】

図 9



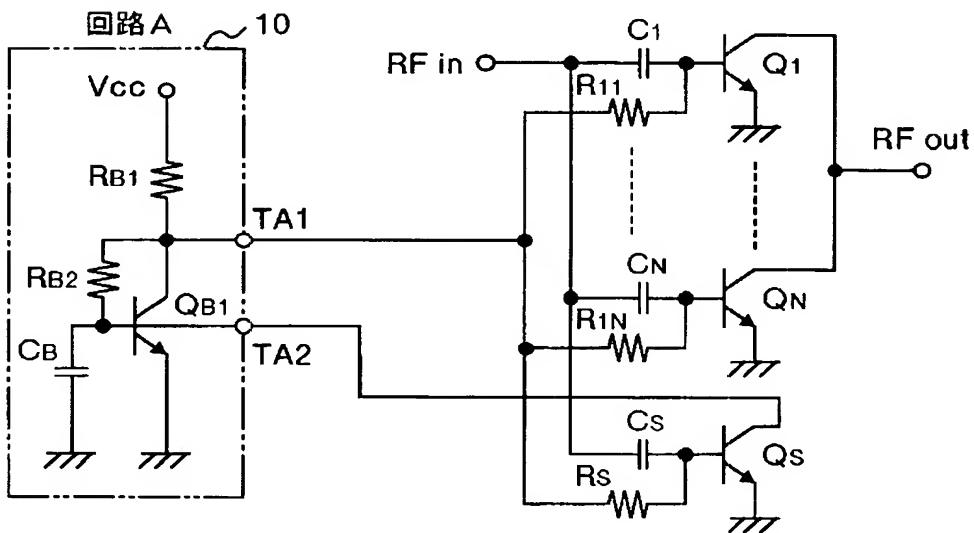
【図 10】

図 10



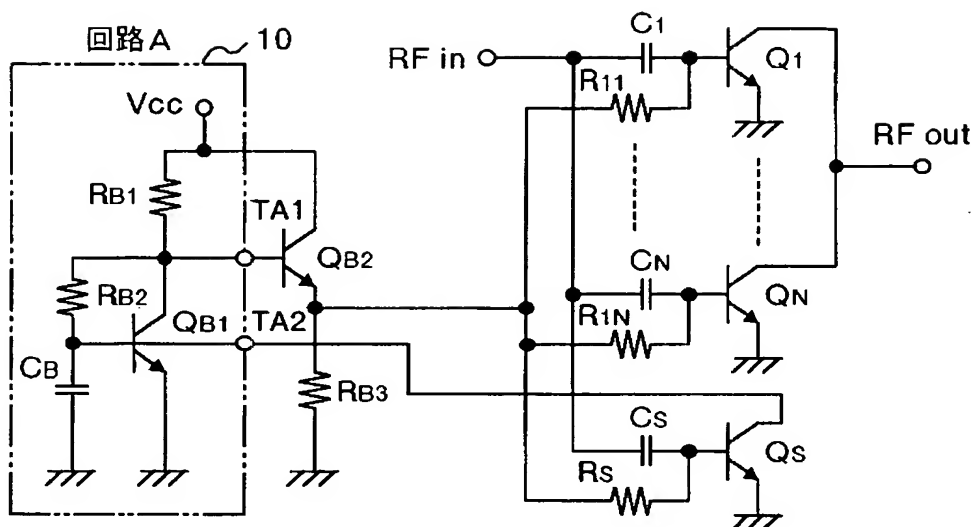
【図 11】

図 11



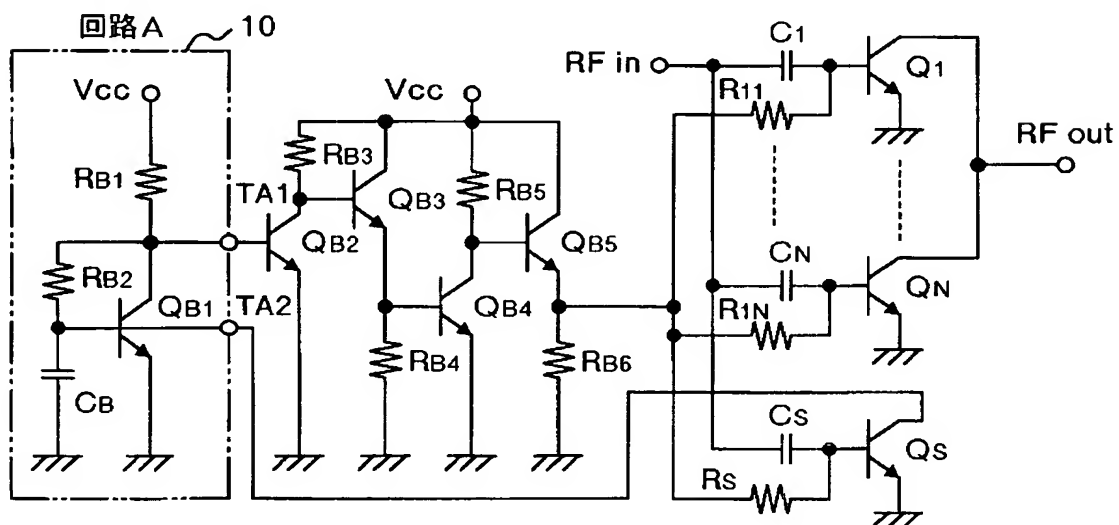
【図 12】

図 12



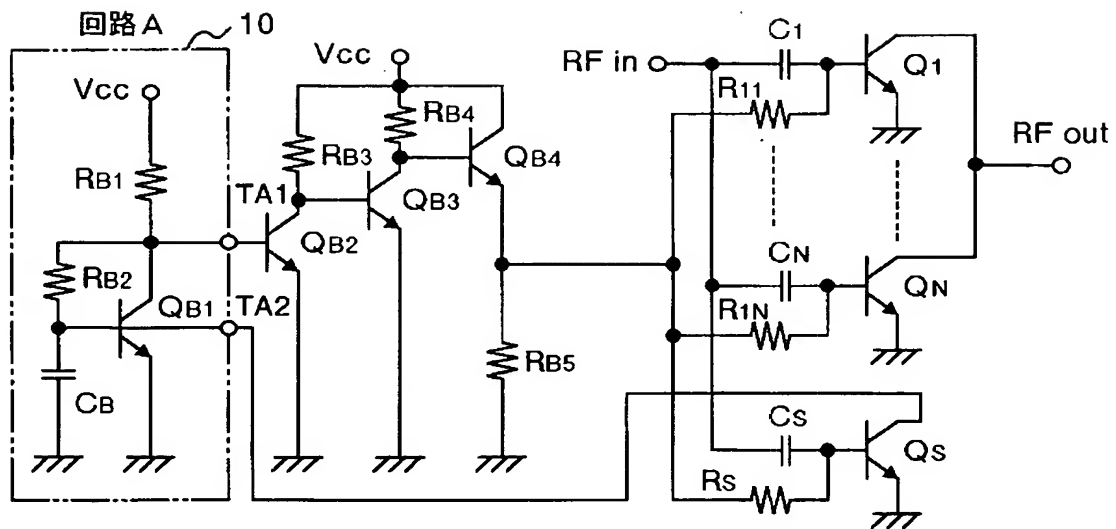
【図 13】

図 13



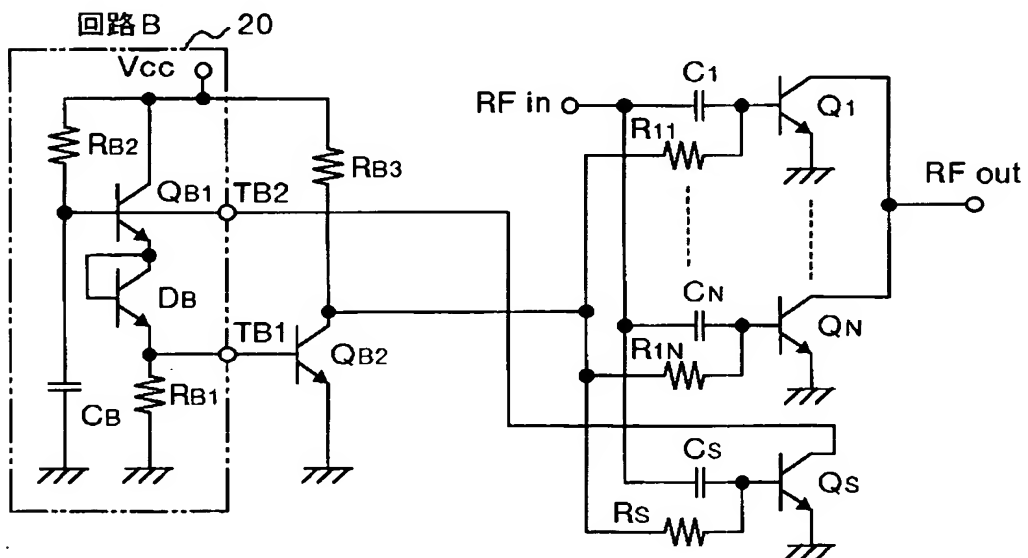
【図 14】

図 14



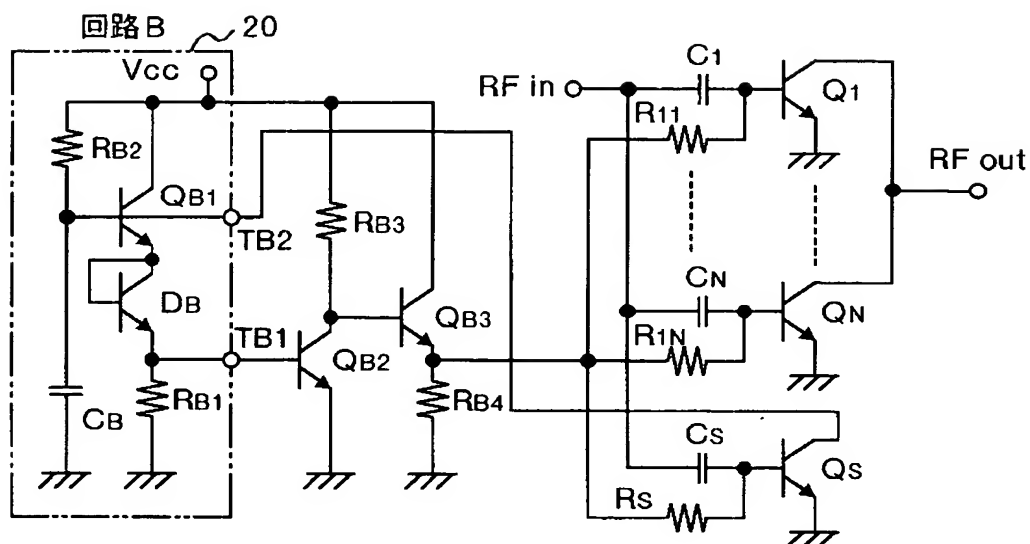
【図 15】

図 15



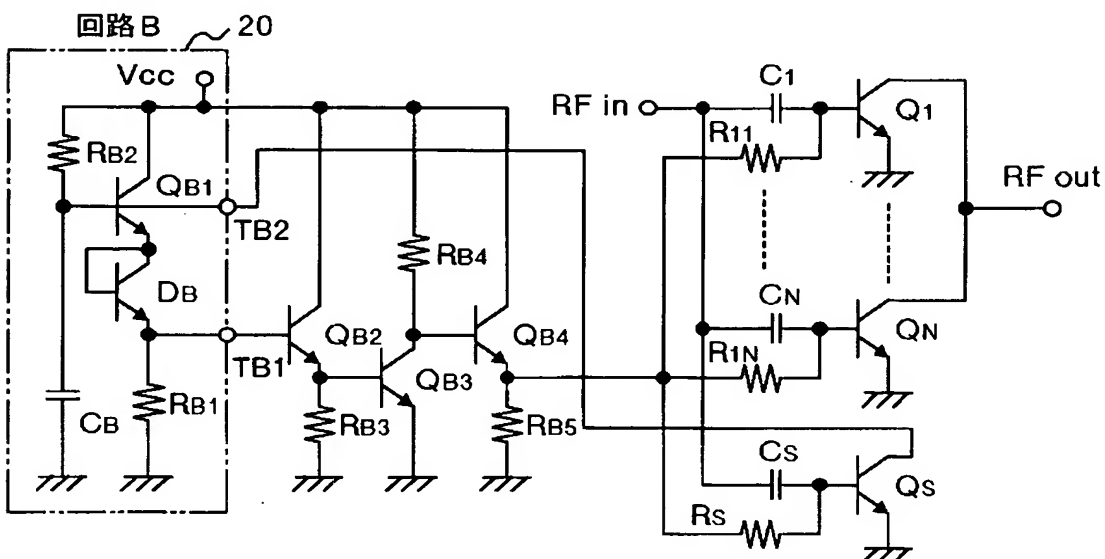
【図 16】

図 16



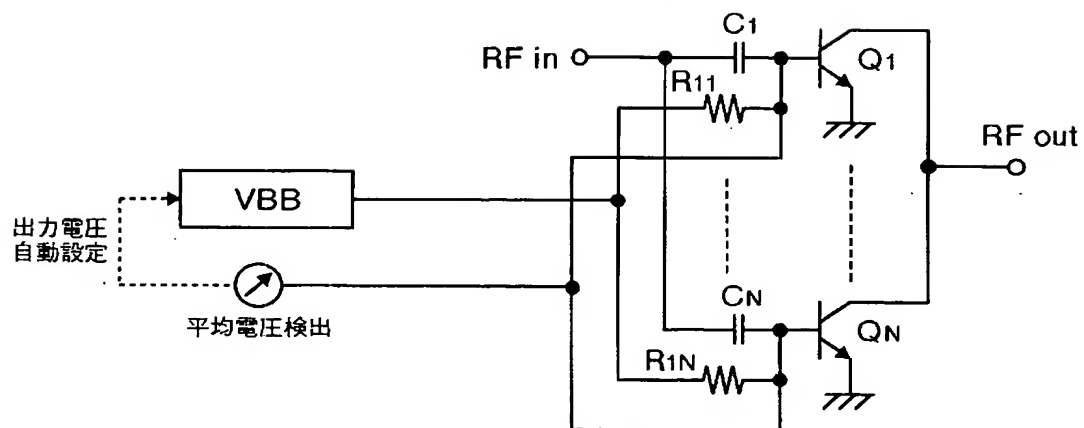
【図 17】

図 17



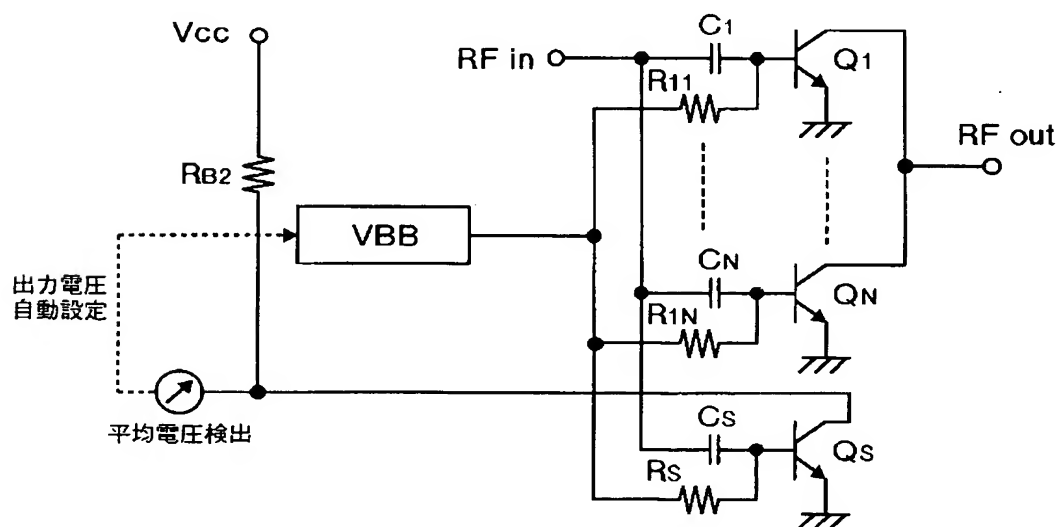
【図 18】

図 18



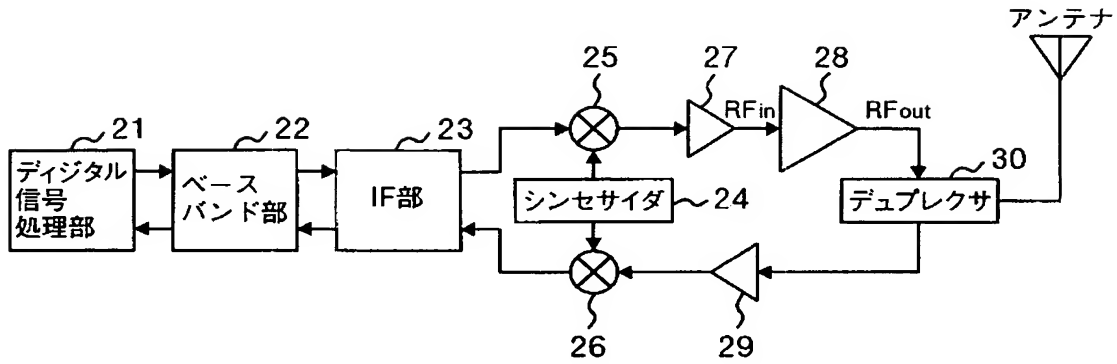
【図 19】

図 19



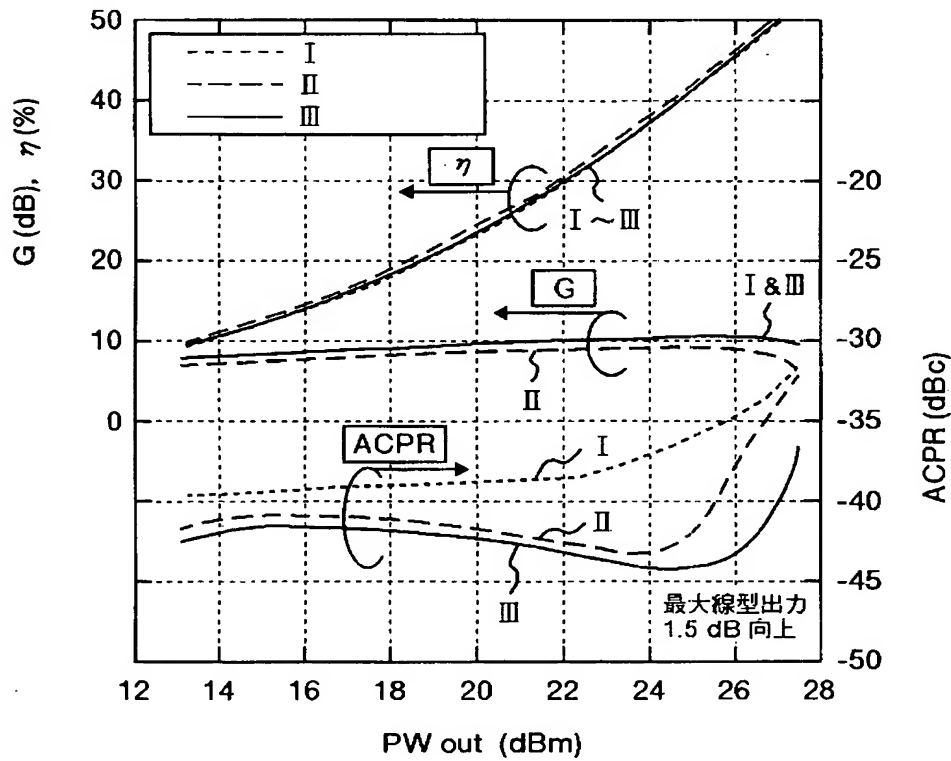
【図 20】

図 20



【図 21】

図 21



【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 S i G e H B Tを用いた増幅歪みの少ない高周波電力増幅器およびそれを用いた通信装置を提供する。

【解決手段】 従来の高周波電力増幅器において、各トランジスタのベースに付加されていたバラスト抵抗の 3 ～ 5 倍の高抵抗値のバイアス抵抗 $R_{11} \sim R_{1N}$ を各トランジスタ (S i G e H B T) $Q_1 \sim Q_N$ のベースバイアス経路に付加する。このバイアス抵抗を直流成分 I_{DC} が流れることによる電圧降下を補償する手段の 1 つとして、コイル L_B をバイアス抵抗と並列に設ける。

【効果】 バイアス抵抗付加により出力電流の低周波変動の非線型性を抑制し、コイル付加により電圧降下の補償を行うので、最大線型出力を向上できる。その結果、広い出力範囲で増幅歪みの小さい電力増幅器が実現できる。

【選択図】 図 1

【書類名】 出願人名義変更届（一般承継）

【あて先】 特許庁長官 殿

【事件の表示】

【出願番号】 特願2002-360810

【承継人】

【識別番号】 503121103

【氏名又は名称】 株式会社ルネサステクノロジ

【承継人代理人】

【識別番号】 100068504

【弁理士】

【氏名又は名称】 小川 勝男

【提出物件の目録】

【包括委任状番号】 0308735

【物件名】 承継人であることを証明する登記簿謄本 1

【援用の表示】 特許第 3 1 5 4 5 4 2 号 平成 1 5 年 4 月 1 1 日付け
提出の会社分割による特許権移転登録申請書 を援用
する

【物件名】 権利の承継を証明する承継証明書 1

【援用の表示】 特願平 4 - 3 2 1 7 5 6 号 同日提出の出願人
名義変更届（一般承継）を援用する

【プルーフの要否】 要

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 2 - 3 6 0 8 1 0
受付番号	5 0 3 0 1 2 4 9 8 2 3
書類名	出願人名義変更届（一般承継）
担当官	末武 実 1 9 1 2
作成日	平成 1 5 年 9 月 2 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】 平成15年 7月29日

特願 2 0 0 2 - 3 6 0 8 1 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 1 0 8]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都千代田区神田駿河台 4 丁目 6 番地

氏 名

株式会社日立製作所

特願 2 0 0 2 - 3 6 0 8 1 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 0 3 1 2 1 1 0 3]

1. 変更年月日

2 0 0 3 年 4 月 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都千代田区丸の内二丁目 4 番 1 号

氏 名

株式会社ルネサステクノロジ